

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第3645509号

(P3645509)

(45) 発行日 平成17年5月11日 (2005. 5. 11)

(24) 登録日 平成17年2月10日 (2005. 2. 10)

(51) Int. Cl. ⁷

H02P 21/00

F I

H02P 5/408

G

請求項の数 28 (全 26 頁)

(21) 出願番号 特願2001-249297 (P2001-249297)
 (22) 出願日 平成13年8月20日 (2001. 8. 20)
 (65) 公開番号 特開2002-125400 (P2002-125400A)
 (43) 公開日 平成14年4月26日 (2002. 4. 26)
 審査請求日 平成13年8月20日 (2001. 8. 20)
 (31) 優先権主張番号 47836/2000
 (32) 優先日 平成12年8月18日 (2000. 8. 18)
 (33) 優先権主張国 韓国 (KR)

(73) 特許権者 593121379
 エルジー産電株式会社
 大韓民国ソウル特別市永登浦区汝矣島洞2
 O
 (74) 代理人 100077517
 弁理士 石田 敬
 (74) 代理人 100092624
 弁理士 鶴田 準一
 (74) 代理人 100108383
 弁理士 下道 晶久
 (74) 代理人 100082898
 弁理士 西山 雅也
 (74) 代理人 100081330
 弁理士 樋口 外治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムおよびセンサレスベクトル制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項】

【表1】

(注) 以下の記載の文中に現われるパラメータは
下記のパラメータを表わすものとする。

$\langle \lambda_{dqr}^e \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr}^e$	
$\langle \lambda_{qr}^e \rangle \dots \hat{\lambda}_{qr}^e$	10
$\langle \lambda_{dr}^e \rangle \dots \hat{\lambda}_{dr}^e$	
$\langle \lambda_{dqr_cm}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr_cm}^i$	
$\langle \lambda_{dqr_vm}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr_vm}^i$	
$\langle \lambda_{dqr}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr}^i$	
$\langle \lambda_{dr}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{dr}^i$	
$\langle \lambda_{qr}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{qr}^i$	
$\langle \lambda_{dqr}^r \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr}^r$	20
$\langle \theta_s \rangle \dots \hat{\theta}_s$	
$\langle \omega_r \rangle \dots \hat{\omega}_r$	
$\langle \omega_{slip} \rangle \dots \hat{\omega}_{slip}$	
$\langle \omega_s \rangle \dots \hat{\omega}_s$	
$\langle r_s \rangle \dots \hat{r}_s$	
$\langle R_s \rangle \dots \hat{R}_s$	30

【請求項1】

電源供給部から電源の供給を受けて誘導電動機を駆動する誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムにおいて、該誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムは、
所定の指令値の入力を受けて直流成分の2相電圧を生成する磁束および速度制御部と、
前記直流成分の2相電圧を交流成分の3相電圧に変換する第1座標変換部と、
前記交流成分の3相電圧の入力を受けて誘導電動機を駆動するインバータと、
該インバータと前記誘導電動機との間に流れる交流成分の3相電流を検出して出力する電流検出部と、

前記交流成分の3相電流の入力を受けて、直流成分の2相電流に変換して出力する第2座標変換部と、

前記直流成分の2相電圧および前記直流成分の2相電流の入力を受けて、ベクトル制御に必要な磁束および速度を推定して磁束および速度推定値を出力する磁束および速度推定部と、

前記直流成分の2相電圧、前記直流成分の2相電流ならびに前記磁束および速度推定値の入力を受けて一次抵抗を推定して出力する一次抵抗推定部と、

を包含して構成され、

前記磁束および速度推定部は、

静止座標系上の電流 (i_{dqs}^s) および電圧 (v_{dqs}^{*s}) に基づいて回転子磁束 ($\langle \lambda_{dqr}^s$

10

20

30

40

50

$\langle \omega_r \rangle$ を出力する電流モデルによる回転子磁束推定部と、
 静止座標系上の電流 (i^s_{dq}) および電圧 (v^s_{dq}) に基づいて回転子磁束 ($\langle \lambda^s_{dq} \rangle$) を出力する電圧モデルによる回転子磁束推定部と、
 該電圧モデルによる回転子磁束推定部の出力値と前記電流モデルによる回転子磁束推定部の出力値との誤差値を演算する第7演算器と、
 該第7演算器の出力値の入力を受けて比例定数値を乗算して磁束推定値 ($\langle \lambda^s_{dq} \rangle$) を求める制御器と、
 前記磁束推定値 ($\langle \lambda^s_{dq} \rangle$) の入力を受けてベクトル制御に必要な値を演算する磁束および速度演算部と、
 を備えて構成されることを特徴とする誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。 10

【請求項2】

電源供給部から電源の供給を受けて誘導電動機を駆動する誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムにおいて、該誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムは、
 所定の指令値の入力を受けて直流成分の2相電圧を生成する磁束および速度制御部と、
 前記直流成分の2相電圧を交流成分の3相電圧に変換する第1座標変換部と、
 前記交流成分の3相電圧の入力を受けて誘導電動機を駆動するインバータと、
 該インバータと前記誘導電動機との間に流れる交流成分の3相電流を検出して出力する電流検出部と、
 前記交流成分の3相電流の入力を受けて、直流成分の2相電流に変換して出力する第2座標変換部と、 20
 前記直流成分の2相電圧および前記直流成分の2相電流の入力を受けて、ベクトル制御に必要な磁束および速度を推定して磁束および速度推定値を出力する磁束および速度推定部と、
 前記直流成分の2相電圧、前記直流成分の2相電流ならびに前記磁束および速度推定値の入力を受けて一次抵抗を推定して出力する一次抵抗推定部と、
 を包含して構成され、
 前記一次抵抗推定部は、
 回転座標系上のd軸電圧 (v^d_{dq}) と入力電圧演算部の回転座標系上のd軸電圧 (v^d_{dq}) との入力を受けてそれらを演算する第12演算器と、
 該第12演算器の出力値の入力を受けて一次抵抗オフセット値を出力する制御器と、 30
 前記一次抵抗オフセット値の入力を受けて所定値に制限する制限器と、
 該制限器の出力値の入力を受けて、不必要な部分を除去してろ波された値 (r_{filtered}) を出力するローパスフィルタと、
 前記ろ波された値 (r_{filtered}) と初期一次抵抗値 (r_{init}) とを演算して一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$) を推定する第13演算器と、
 前記推定された一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$)、前記磁束および速度推定部から入力された諸値 ($\langle \omega_r \rangle$, $\langle \omega_r \rangle$, $\langle \lambda^s_{dq} \rangle$, $\langle \lambda^s_{dq} \rangle$) ならびに回転座標系上の2相電流 (i^d_{dq} , i^q_{dq}) の入力を受けて回転座標系上のd軸電圧 (v^d_{dq}) を出力する入力電圧演算部と、
 を包含して構成されることを特徴とする誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。 40

【請求項3】

電源供給部から電源の供給を受けて誘導電動機を駆動する誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムにおいて、該誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムは、
 所定の指令値の入力を受けて直流成分の2相電圧を生成する磁束および速度制御部と、
 前記直流成分の2相電圧を交流成分の3相電圧に変換する第1座標変換部と、
 前記交流成分の3相電圧の入力を受けて誘導電動機を駆動するインバータと、
 該インバータと前記誘導電動機との間に流れる交流成分の3相電流を検出して出力する電流検出部と、
 前記交流成分の3相電流の入力を受けて、直流成分の2相電流に変換して出力する第2座標変換部と、 50

前記直流成分の2相電圧および前記直流成分の2相電流の入力を受けて、ベクトル制御に必要な磁束および速度を推定して磁束および速度推定値を出力する磁束および速度推定部と、

前記直流成分の2相電圧、前記直流成分の2相電流ならびに前記磁束および速度推定値の入力を受けて一次抵抗を推定して出力する一次抵抗推定部と、

を包含して構成され、

前記磁束および速度制御部は、

基準速度 (ω_r^*) および推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) の入力を受けてそれらを演算する第1演算器と、

該第1演算器の出力の入力を受けて基準トルク分電流 (i^{**}_{qs}) を出力する速度制御器と、 10

前記基準トルク分電流 (i^{**}_{qs}) および回転座標系上のトルク分電流 (i^*_{qs}) の入力を受けてそれらを演算する第2演算器と、

該第2演算器の出力値の入力を受けて回転座標系上のq軸電圧 (v^{**}_{qs}) を生成するトルク分電流制御器と、

前記誘導電動機の基準磁束 (λ^{**}_{dr}) および推定磁束 ($\langle \lambda_{dr} \rangle$) の入力を受けてそれらを演算する第3演算器と、

該第3演算器の出力の入力を受けて励磁分オフセット電流 ($i^{**}_{ds_offset}$) を出力する磁束制御器と、

前記誘導電動機の基準磁束 (λ^{**}_{dr}) の入力を受けて初期励磁分電流 ($i^{**}_{ds_init}$) を出力する磁束電流演算部と、 20

前記励磁分オフセット電流 ($i^{**}_{ds_offset}$) および前記初期励磁分電流 ($i^{**}_{ds_init}$) の入力を受けてそれらを演算する第4演算器と、

該第4演算器の出力値 (i^{**}_{ds}) および回転座標系上の励磁分電流 (i^*_{ds}) の入力を受けてそれらを演算する第5演算器と、

該第5演算器の出力値の入力を受けて回転座標系上のd軸電圧 (v^{**}_{ds}) を生成する励磁分電流制御器と、を包含して構成されることを特徴とする誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項4】

前記磁束および速度制御部は、 30

基準速度 (ω_r^*) および推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) の入力を受けてそれらを演算する第1演算器と、

該第1演算器の出力の入力を受けて基準トルク分電流 (i^{**}_{qs}) を出力する速度制御器と、

前記基準トルク分電流 (i^{**}_{qs}) および回転座標系上のトルク分電流 (i^*_{qs}) の入力を受けてそれらを演算する第2演算器と、

該第2演算器の出力値の入力を受けて回転座標系上のq軸電圧 (v^{**}_{qs}) を生成するトルク分電流制御器と、

前記誘導電動機の基準磁束 (λ^{**}_{dr}) および推定磁束 ($\langle \lambda_{dr} \rangle$) の入力を受けてそれらを演算する第3演算器と、 40

該第3演算器の出力の入力を受けて励磁分オフセット電流 ($i^{**}_{ds_offset}$) を出力する磁束制御器と、

前記誘導電動機の基準磁束 (λ^{**}_{dr}) の入力を受けて初期励磁分電流 ($i^{**}_{ds_init}$) を出力する磁束電流演算部と、

前記励磁分オフセット電流 ($i^{**}_{ds_offset}$) および前記初期励磁分電流 ($i^{**}_{ds_init}$) の入力を受けてそれらを演算する第4演算器と、

該第4演算器の出力値 (i^{**}_{ds}) および回転座標系上の励磁分電流 (i^*_{ds}) の入力を受けてそれらを演算する第5演算器と、

該第5演算器の出力値の入力を受けて回転座標系上のd軸電圧 (v^{**}_{ds}) を生成する励磁分電流制御器と、 50

を包含して構成されることを特徴とする請求項1に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項5】

前記一次抵抗推定部は、
 回転座標系上のd軸電圧 (v^*_{ds}) と入力電圧演算部の回転座標系上のd軸電圧 (v^*_{ds}) とのを受けてそれらを演算する第12演算器と、
 該第12演算器の出力値のを受けて一次抵抗オフセット値を出力する制御器と、
 前記一次抵抗オフセット値のを受けて所定値に制限する制限器と、
 該制限器の出力値のを受けて、不必要な部分を除去して平滑された値 (r_{smooth}) を出力するローパスフィルタと、
 前記平滑された値 (r_{smooth}) と初期一次抵抗値 (r_{init}) とを演算して一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$) を推定する第13演算器と、
 前記推定された一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$)、前記磁束および速度推定部から入力された諸値 ($\langle \omega_r \rangle$, $\langle \omega_r \rangle$, $\langle \lambda^*_{dr} \rangle$, $\langle \lambda^*_{qr} \rangle$) ならびに回転座標系上の2相電流 (i^*_{ds} , i^*_{qs}) のを受けて回転座標系上のd軸電圧 (v^*_{ds}) を出力する入力電圧演算部と、
 を包含して構成されることを特徴とする請求項1、3または4のいずれか一項に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項6】

前記第1座標変換部は、
 前記直流成分の2相電圧 (v^{**}_{qs} , v^{**}_{ds}) のを受けて静止座標系上の2相電圧 (v^{**}_{qs} , v^{**}_{ds}) に変換して出力する回転/静止座標変換部と、
 前記静止座標系上の2相電圧 (v^{**}_{qs} , v^{**}_{ds}) を前記交流成分の3相電圧 (v^*_s , v^*_b , v^*_c) に変換して出力する2/3相座標変換部と、
 を包含して構成されることを特徴とする請求項1~5のいずれか一項に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項7】

前記第2座標変換部は、
 前記交流成分の3相電流 (i_a , i_b , i_c) のを受けて直流成分の2相電流 (i^*_{qs} , i^*_{ds}) に変換して出力する3/2相座標変換部と、
 前記直流成分の2相電流 (i^*_{qs} , i^*_{ds}) のを受けて回転座標系上の2相電流 (i^*_{ds} , i^*_{qs}) に変換して出力する静止/回転座標変換部と、
 を包含して構成されることを特徴とする請求項1~5のいずれか一項に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項8】

前記電流モデルによる回転子磁束推定部は、
 静止座標系上の電流 (i^*_{dqs}) のを受けて回転座標系に変換して出力する第1座標変換器と、
 該第1座標変換器の出力値 (i^*_{dqs}) に誘導電動機定数 (L_m/L_r) を乗算した値と、
 回転座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) に誘導電動機定数により定義された時定数 ($1/T_r$) を乗算した値と、の誤差値を出力する第6演算器と、
 該第6演算器の出力値のを受けて回転座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) を出力する第1積分器と、
 推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) のを受けて積分する第2積分器と、
 前記第1積分器の出力値 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) および前記第2積分器の出力値のを受けて、座標変換して、静止座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr-cn} \rangle$) を出力する第2座標変換器と、
 を包含して構成されることを特徴とする請求項1に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項9】

前記電流モデルによる回転子磁束推定部は、 L_r を同期リアクタンス、 L_m を磁化リアクタンス、 r_r を同期側抵抗、 i^*_{ds} および i^*_{qs} を回転座標系上の電流とすると、

【数1】

$$\frac{d\hat{\lambda}_{dr}^r}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}_{dr}^r + r_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^r, \quad \frac{d\hat{\lambda}_{qr}^r}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}_{qr}^r + r_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^r$$

を利用して回転座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda_{dq,r}^r \rangle$) を生成し、

静止座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda_{dr}^s, \langle \lambda_{qr}^s \rangle$) は、前記回転座標系上の回転子磁束に基づいて、

10

【数2】

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = \hat{\lambda}_{dr}^r \cos \theta_r - \hat{\lambda}_{qr}^r \sin \theta_r, \quad \hat{\lambda}_{qr}^s = \hat{\lambda}_{dr}^r \sin \theta_r + \hat{\lambda}_{qr}^r \cos \theta_r$$

を利用して生成することを特徴とする請求項8に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項10】

20

前記電圧モデルによる回転子磁束推定部は、

静止座標系上の電圧 ($v_{dq,s}^s$) と、静止座標系上の電流 ($i_{dq,s}^s$) に一次抵抗を乗算した値と、を演算して出力する第8演算器と、

該第8演算器の出力値と制御器の出力値とを演算して出力する第9演算器と、

該第9演算器の出力値を積分する第3積分器と、

前記静止座標系上の電流 ($i_{dq,s}^s$) に漏洩磁束分 (σL_s) を乗算した値と、前記第3積分器の出力値と、の誤差値を演算する第10演算器と、

誘導電動機定数 (L_m/L_r) と、

を包含して構成されることを特徴とする請求項1に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

30

【請求項11】

前記電圧モデルによる回転子磁束推定部は、 V_{ds}^s および V_{qs}^s を静止座標系上の電圧、 i_{qs}^s および i_{ds}^s を静止座標系上の電流、 r_s を一次抵抗、 L_r を同期リアクタンス、 L_m を磁化リアクタンス、 i_{qs}^s および i_{ds}^s を静止座標系上の電流とするとき、

【数3】

$$\hat{\lambda}_{ds}^s = \int (V_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt, \quad \hat{\lambda}_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt$$

40

を利用して静止座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda_{dr}^s, \langle \lambda_{qr}^s \rangle$) を求め、

固定子漏洩磁束分 (σL_s) を考慮した回転子磁束 ($\langle \lambda_{dr}^s, \langle \lambda_{qr}^s \rangle$) は、

【数 4】

$$\hat{\lambda}_{ds}^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s), \quad \hat{\lambda}_{qs}^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s)$$

を利用して求めることを特徴とする請求項 10 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

10

【請求項 12】

前記ベクトル制御に必要な磁束推定値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) は、前記電流モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda_{dqr-cn}^s \rangle$) および前記電圧モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda_{dqr-vn}^s \rangle$) を利用して推定した磁束を意味し、このとき、前記電圧モデル磁束はハイパスフィルタ ($s / (s + K_p)$) を使用し、前記電流モデルはローパスフィルタ ($K_p / (s + K_p)$) を使用して、それぞれ最終回転子磁束を推定することを特徴とする請求項 1 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項 13】

前記電圧モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda_{dqr-vn}^s \rangle$) および前記電流モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda_{dqr-cn}^s \rangle$) に前記フィルタを適用して求めた磁束推定値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) は、

20

【数 5】

$$\hat{\lambda}_{dqr}^s = \frac{s}{s + K_p} \hat{\lambda}_{dqr-vn}^s + \frac{K_p}{s + K_p} \hat{\lambda}_{dqr-cn}^s$$

を利用して求めることを特徴とする請求項 12 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

30

【請求項 14】

前記磁束および速度演算部は、

前記磁束推定値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) の入力を受けて磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) を推定する Arc_tan () 関数と、

前記磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) の入力を受けて磁束角速度 ($\langle \omega_e \rangle$) を推定する微分器と、

前記磁束推定値 ($\langle \omega_e \rangle$) および前記磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) の入力を受けて回転座標系上の直流磁束 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) を出力する第 3 座標変換器と、

該第 3 座標変換器の出力値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) および回転座標系上の電流 (i_{qs}^s) の入力を受けてスリップ角速度 ($\langle \omega_{slip} \rangle$) を推定するスリップ角速度推定部と、

前記微分器の出力値 ($\langle \omega_e \rangle$) と前記推定されたスリップ角速度 ($\langle \omega_{slip} \rangle$) とを演算して推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) を出力する第 11 演算器と、

40

を包含して構成されることを特徴とする請求項 1 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項 15】

前記入力電圧演算部から出力される回転座標系上の d 軸電圧 (v_{ds}^s) は、 L_m を磁化リアクタンス、 L_r を同期リアクタンス、 r_r を同期側抵抗とするとき、

【数6】

$$v_{ds}^* = (\dot{r}_r + r_r \frac{L_m}{L_r}) i_{ds}^* + \sigma L_r p i_{ds}^* - \omega_r \sigma L_r i_{qs}^* - r_r \frac{L_m}{L_r} \dot{\lambda}_{dr}^* - \dot{\omega}_r \frac{L_m}{L_r} \dot{\lambda}_{qr}^*$$

を利用して求めることを特徴とする請求項2または5に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項16】

10

電源供給部から電源の供給を受けて誘導電動機を駆動する誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムにおいて、該誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムは、

使用者から基準速度 (ω_r^*) および誘導電動機の基準磁束 (λ_{dr}^{**}) の入力を受けてq軸電圧 (v_{qs}^{**}) およびd軸電圧 (v_{ds}^{**}) を出力する磁束および速度制御部と、

前記q軸電圧 (v_{qs}^{**}) およびd軸電圧 (v_{ds}^{**}) の入力を受けて静止座標系上の2相電圧 (v_{qs}^{**}, v_{ds}^{**}) に変換して出力する回転/静止座標変換部と、

前記静止座標系上の2相電圧 (v_{qs}^{**}, v_{ds}^{**}) を3相電圧 (v_a^*, v_b^*, v_c^*) に変換して出力する2/3相座標変換部と、

前記電源供給部から提供される電圧を用いて、前記3相電圧 (v_a^*, v_b^*, v_c^*) によるスイッチング制御により誘導電動機を駆動するインバータ部と、

20

前記インバータ部と誘導電動機との間に流れる3相電流 (i_a, i_b, i_c) を検出する電流検出部と、

前記検出された3相電流 (i_a, i_b, i_c) の入力を受けて2相電流 (i_{qs}^*, i_{ds}^*) に変換して出力する3/2相座標変換部と、

前記2相電流 (i_{qs}^*, i_{ds}^*) の入力を受けて回転座標系上の2相電流 (i_{ds}^*, i_{qs}^*) に変換して出力する静止/回転座標変換部と、

該静止/回転座標変換部から出力された2相電流 (i_{ds}^*, i_{qs}^*) のうちq軸成分の電流 (i_{qs}^*)、前記静止座標系上の2相電圧 (v_{qs}^{**}, v_{ds}^{**}) および、前記静止座標系上の2相電流 (i_{qs}^*, i_{ds}^*) の入力を受けて、磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$)、磁束角速度 ($\langle \omega_e \rangle$)、回転座標系上の直流磁束 ($\langle \lambda_{dr}^*, \lambda_{qr}^* \rangle$) および推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) を演算して出力する磁束および速度推定部と、

30

前記回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^{**})、前記静止/回転座標変換部から出力された2相電流 (i_{ds}^*, i_{qs}^*)、前記磁束および速度推定部から出力された磁束角速度 ($\langle \omega_e \rangle$)、回転座標系上の直流磁束 ($\langle \lambda_{dr}^*, \lambda_{qr}^* \rangle$) ならびに推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) の入力を受けて一次抵抗 ($\langle R_s \rangle$) を推定して出力する一次抵抗推定部と、

を包含して構成され、

前記磁束および速度推定部は、

静止座標系上の電流 (i_{ds}^{**}, i_{qs}^{**}) および電圧 (v_{ds}^{**}, v_{qs}^{**}) に基づいて回転子磁束 ($\langle \lambda_{dr}^{**}, \lambda_{qr}^{**} \rangle$) を出力する電流モデルによる回転子磁束推定部と、

静止座標系上の電流 (i_{ds}^{**}, i_{qs}^{**}) および電圧 (v_{ds}^{**}, v_{qs}^{**}) に基づいて回転子磁束 ($\langle \lambda_{dr}^{**}, \lambda_{qr}^{**} \rangle$) を出力する電圧モデルによる回転子磁束推定部と、

40

該電圧モデルによる回転子磁束推定部の出力値と前記電流モデルによる回転子磁束推定部の出力値との誤差値を演算する第7演算器と、

該第7演算器の出力値の入力を受けて比例定数値を乗算して磁束推定値 ($\langle \lambda_{dr}^{**} \rangle$) を求める制御器と、

前記磁束推定値 ($\langle \lambda_{dr}^{**} \rangle$) の入力を受けてベクトル制御に必要な値を演算する磁束および速度演算部と、

を備えて構成されることを特徴とする誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

【請求項17】

電源供給部から電源の供給を受けて誘導電動機を駆動する誘導電動機のセンサレスベ

50

トル制御システムにおいて、該誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムは、
 使用者から基準速度 (ω^*_{r}) および誘導電動機の基準磁束 (λ^*_{dr}) の入力を受けてq
 軸電圧 (v^{**}_{qs}) およびd軸電圧 (v^{**}_{ds}) を出力する磁束および速度制御部と、
 前記q軸電圧 (v^{**}_{qs}) およびd軸電圧 (v^{**}_{ds}) の入力を受けて静止座標系上の2相電
 圧 ($v^{**}_{\text{qs}}, v^{**}_{\text{ds}}$) に変換して出力する回転/静止座標変換部と、
 前記静止座標系上の2相電圧 ($v^{**}_{\text{qs}}, v^{**}_{\text{ds}}$) を3相電圧 ($v^*_{\text{a}}, v^*_{\text{b}}, v^*_{\text{c}}$) に変換
 して出力する2/3相座標変換部と、
 前記電源供給部から提供される電圧を用いて、前記3相電圧 ($v^*_{\text{a}}, v^*_{\text{b}}, v^*_{\text{c}}$) によ
 るスイッチング制御により誘導電動機を駆動するインバータ部と、
 前記インバータ部と誘導電動機との間に流れる3相電流 ($i_{\text{a}}, i_{\text{b}}, i_{\text{c}}$) を検出する電
 流検出部と、
 前記検出された3相電流 ($i_{\text{a}}, i_{\text{b}}, i_{\text{c}}$) の入力を受けて2相電流 ($i^*_{\text{qs}}, i^*_{\text{ds}}$) に
 変換して出力する3/2相座標変換部と、
 前記2相電流 ($i^*_{\text{qs}}, i^*_{\text{ds}}$) の入力を受けて回転座標系上の2相電流 ($i^*_{\text{ds}}, i^*_{\text{qs}}$)
 に変換して出力する静止/回転座標変換部と、
 該静止/回転座標変換部から出力された2相電流 ($i^*_{\text{ds}}, i^*_{\text{qs}}$) のうちq軸成分の電流
 (i^*_{qs})、前記静止座標系上の2相電圧 ($v^{**}_{\text{qs}}, v^{**}_{\text{ds}}$) および、前記静止座標系上の
 2相電流 ($i^*_{\text{qs}}, i^*_{\text{ds}}$) の入力を受けて、磁束角 ($\langle\theta_{\text{e}}\rangle$)、磁束角速度 ($\langle\omega_{\text{e}}\rangle$)、回
 転座標系上の直流磁束 ($\langle\lambda^*_{\text{dr}}, \langle\lambda^*_{\text{qr}}\rangle$) および推定速度 ($\langle\omega_{\text{r}}\rangle$) を演算して出力す
 る磁束および速度推定部と、
 前記回転座標系上のd軸電圧 (v^{**}_{ds})、前記静止/回転座標変換部から出力された2相
 電流 ($i^*_{\text{ds}}, i^*_{\text{qs}}$)、前記磁束および速度推定部から出力された磁束角速度 ($\langle\omega_{\text{e}}\rangle$)
 、回転座標系上の直流磁束 ($\langle\lambda^*_{\text{dr}}, \langle\lambda^*_{\text{qr}}\rangle$) ならびに推定速度 ($\langle\omega_{\text{r}}\rangle$) の入力を受
 けて一次抵抗 ($\langle R_{\text{s}}\rangle$) を推定して出力する一次抵抗推定部と、
 を包含して構成され、
 前記一次抵抗推定部は、
回転座標系上のd軸電圧 (v^{**}_{ds}) と入力電圧演算部の回転座標系上のd軸電圧 (v^*_{ds}
) との入力を受けてそれらを演算する第12演算器と、
該第12演算器の出力値の入力を受けて一次抵抗オフセット値を出力する制御器と、
前記一次抵抗オフセット値の入力を受けて所定値に制限する制限器と、
該制限器の出力値の入力を受けて、不必要な部分を除去してろ波された値 ($r_{\text{s, filtered}}$
) を出力するローパスフィルタと、
前記ろ波された値 ($r_{\text{s, filtered}}$) と初期一次抵抗値 ($r_{\text{s, init}}$) とを演算して一次抵抗
値 ($\langle r_{\text{s}}\rangle$) を推定する第13演算器と、
前記推定された一次抵抗値 ($\langle r_{\text{s}}\rangle$)、前記磁束および速度推定部から入力された諸値
($\langle\omega_{\text{e}}\rangle, \langle\omega_{\text{r}}\rangle, \langle\lambda^*_{\text{dr}}, \langle\lambda^*_{\text{qr}}\rangle$) ならびに回転座標系上の2相電流 ($i^*_{\text{ds}}, i^*_{\text{qs}}$) の
入力を受けて回転座標系上のd軸電圧 (v^*_{ds}) を出力する入力電圧演算部と、
 を包含して構成されることを特徴とする誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム

【請求項18】

電源供給部から電源の供給を受けて誘導電動機を駆動する誘導電動機のセンサレスベク
トル制御システムにおいて、該誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムは、
 使用者から基準速度 (ω^*_{r}) および誘導電動機の基準磁束 (λ^*_{dr}) の入力を受けてq
 軸電圧 (v^{**}_{qs}) およびd軸電圧 (v^{**}_{ds}) を出力する磁束および速度制御部と、
 前記q軸電圧 (v^{**}_{qs}) およびd軸電圧 (v^{**}_{ds}) の入力を受けて静止座標系上の2相電
 圧 ($v^{**}_{\text{qs}}, v^{**}_{\text{ds}}$) に変換して出力する回転/静止座標変換部と、
 前記静止座標系上の2相電圧 ($v^{**}_{\text{qs}}, v^{**}_{\text{ds}}$) を3相電圧 ($v^*_{\text{a}}, v^*_{\text{b}}, v^*_{\text{c}}$) に変換
 して出力する2/3相座標変換部と、
 前記電源供給部から提供される電圧を用いて、前記3相電圧 ($v^*_{\text{a}}, v^*_{\text{b}}, v^*_{\text{c}}$) によ
 るスイッチング制御により誘導電動機を駆動するインバータ部と、

前記インバータ部と誘導電動機との間に流れる3相電流 (i_a , i_b , i_c) を検出する電流検出部と、

前記検出された3相電流 (i_a , i_b , i_c) の入力を受けて2相電流 (i^*_{qs} , i^*_{ds}) に変換して出力する3/2相座標変換部と、

前記2相電流 (i^*_{qs} , i^*_{ds}) の入力を受けて回転座標系上の2相電流 (i^*_{ds} , i^*_{qs}) に変換して出力する静止/回転座標変換部と、

該静止/回転座標変換部から出力された2相電流 (i^*_{ds} , i^*_{qs}) のうちq軸成分の電流 (i^*_{qs})、前記静止座標系上の2相電圧 (v^*_{qs} , v^*_{ds}) および、前記静止座標系上の2相電流 (i^*_{qs} , i^*_{ds}) の入力を受けて、磁束角 ($\langle \theta_s \rangle$)、磁束角速度 ($\langle \omega_s \rangle$)、回転座標系上の直流磁束 ($\langle \lambda^*_{dr}$, $\langle \lambda^*_{qr} \rangle$) および推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) を演算して出力する磁束および速度推定部と、

10

前記回転座標系上のd軸電圧 (v^*_{ds})、前記静止/回転座標変換部から出力された2相電流 (i^*_{ds} , i^*_{qs})、前記磁束および速度推定部から出力された磁束角速度 ($\langle \omega_s \rangle$)、回転座標系上の直流磁束 ($\langle \lambda^*_{dr}$, $\langle \lambda^*_{qr} \rangle$) ならびに推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) の入力を受けて一次抵抗 ($\langle R_s \rangle$) を推定して出力する一次抵抗推定部と、

を包含して構成され、

前記磁束および速度制御部は、

基準速度 (ω^*_r) および推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) の入力を受けてそれらを演算する第1演算器と、

該第1演算器の出力の入力を受けて基準トルク分電流 (i^{**}_{qs}) を出力する速度制御器と、

20

前記基準トルク分電流 (i^{**}_{qs}) および回転座標系上のトルク分電流 (i^*_{qs}) の入力を受けてそれらを演算する第2演算器と、

該第2演算器の出力値の入力を受けて回転座標系上のq軸電圧 (v^*_{qs}) を生成するトルク分電流制御器と、

前記誘導電動機の基準磁束 (λ^{**}_{dr}) および推定磁束 ($\langle \lambda^*_{dr} \rangle$) の入力を受けてそれらを演算する第3演算器と、

該第3演算器の出力の入力を受けて励磁分オフセット電流 ($i^{**}_{ds_offset}$) を出力する磁束制御器と、

前記誘導電動機の基準磁束 (λ^{**}_{dr}) の入力を受けて初期励磁分電流 ($i^{**}_{ds_init}$) を出力する磁束電流演算部と、

30

前記励磁分オフセット電流 ($i^{**}_{ds_offset}$) および前記初期励磁分電流 ($i^{**}_{ds_init}$) の入力を受けてそれらを演算する第4演算器と、

該第4演算器の出力値 (i^{**}_{ds}) および回転座標系上の励磁分電流 (i^*_{ds}) の入力を受けてそれらを演算する第5演算器と、

該第5演算器の出力値の入力を受けて回転座標系上のd軸電圧 (v^*_{ds}) を生成する励磁分電流制御器と、を包含して構成されることを特徴とする誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

【請求項19】

前記磁束および速度制御部は、

40

基準速度 (ω^*_r) および推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) の入力を受けてそれらを演算する第1演算器と、

該第1演算器の出力の入力を受けて基準トルク分電流 (i^{**}_{qs}) を出力する速度制御器と、

前記基準トルク分電流 (i^{**}_{qs}) および回転座標系上のトルク分電流 (i^*_{qs}) の入力を受けてそれらを演算する第2演算器と、

該第2演算器の出力値の入力を受けて回転座標系上のq軸電圧 (v^*_{qs}) を生成するトルク分電流制御器と、

前記誘導電動機の基準磁束 (λ^{**}_{dr}) および推定磁束 ($\langle \lambda^*_{dr} \rangle$) の入力を受けてそれらを演算する第3演算器と、

50

該第3演算器の出力の入力を受けて励磁分オフセット電流 ($i^{*}_{ds_offset}$) を出力する磁束制御器と、

前記誘導電動機の基準磁束 (λ^{*}_{dr}) の入力を受けて初期励磁分電流 ($i^{*}_{ds_init}$) を出力する磁束電流演算部と、

前記励磁分オフセット電流 ($i^{*}_{ds_offset}$) および前記初期励磁分電流 ($i^{*}_{ds_init}$) の入力を受けてそれらを演算する第4演算器と、

該第4演算器の出力値 (i^{*}_{ds}) および回転座標系上の励磁分電流 (i^{*}_{ds}) の入力を受けてそれらを演算する第5演算器と、

該第5演算器の出力値の入力を受けて回転座標系上のd軸電圧 (v^{*}_{ds}) を生成する励磁分電流制御器と、

を包含して構成されることを特徴とする請求項16に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項20】

前記一次抵抗推定部は、

回転座標系上のd軸電圧 (v^{*}_{ds}) と入力電圧演算部の回転座標系上のd軸電圧 (v^{*}_{ds}) との入力を受けてそれらを演算する第12演算器と、

該第12演算器の出力値の入力を受けて一次抵抗オフセット値を出力する制御器と、

前記一次抵抗オフセット値の入力を受けて所定値に制限する制限器と、

該制限器の出力値の入力を受けて、不必要な部分を除去してろ波された値 (r_{s_offset}) を出力するローパスフィルタと、

前記ろ波された値 (r_{s_offset}) と初期一次抵抗値 (r_{s_init}) とを演算して一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$) を推定する第13演算器と、

前記推定された一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$)、前記磁束および速度推定部から入力された諸値 ($\langle \omega_s \rangle$, $\langle \omega_r \rangle$, $\langle \lambda^{*}_{dr} \rangle$, $\langle \lambda^{*}_{qr} \rangle$) ならびに回転座標系上の2相電流 (i^{*}_{ds} , i^{*}_{qs}) の入力を受けて回転座標系上のd軸電圧 (v^{*}_{ds}) を出力する入力電圧演算部と、

を包含して構成されることを特徴とする請求項16、18または19のいずれか一項に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム。

【請求項21】

電源供給部から電源の供給を受けて誘導電動機を駆動するベクトル制御方法において、所定の指令値の入力を受けて直流成分の2相電圧を生成するステップと、

前記直流成分の2相電圧を交流成分の3相電圧に変換して誘導電動機を駆動するステップと、

前記誘導電動機を駆動するとき、誘導電動機に流れる交流成分の3相電流に検出して出力するステップと、

前記交流成分の3相電流を直流成分の2相電流に変換して出力するステップと、

前記直流成分の電圧および電流の入力を受けて、ベクトル制御に必要なアルゴリズムを利用して磁束および速度推定値を求めるステップと、

前記直流成分の電圧および電流並びに前記磁束および速度推定値の入力を受けて一次抵抗を推定するステップと、

を順次行い、

前記磁束および速度推定値を求めるステップは、

静止座標系上の電流および電圧を利用して電流モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda^{*}_{dqr_ca} \rangle$) および電圧モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda^{*}_{dqr_va} \rangle$) をそれぞれ推定し、それら電圧モデル推定値と電流モデル推定値との誤差値を求めた後、前記誤差値に制御器の定数値を乗算して磁束推定値 ($\langle \lambda^{*}_{dqr} \rangle$) を求めることを特徴とする誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

【請求項22】

前記電流モデルによる回転子磁束推定は、電動機定数変動による磁束推定誤差の発生を防止するために、ローパスフィルタと共に低速領域で使用することを特徴とする請求項21に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

【請求項 2 3】

前記電圧モデルによる回転子磁束推定は、変数オフセット、積分器飽和、低速における固定子インピーダンスの降下およびノイズによる磁束推定誤差などの問題を防止するために、ハイパスフィルタと一緒に高速域で使用することを特徴とする請求項 2 1 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

【請求項 2 4】

前記電流モデルによる回転子磁束推定および前記電圧モデルによる回転子磁束推定は、積分関数および微分関数を利用するため、ベクトル制御の長所である瞬時トルク制御が可能であることを特徴とする請求項 2 1 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

10

【請求項 2 5】

前記制御器の定数値は、誘導電動機速度に比例する定数値であるため、前記誘導電動機速度範囲内で容易に決定されることを特徴とする請求項 2 1 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

【請求項 2 6】

前記一次抵抗推定部の推定値を利用して前記磁束および速度推定部の抵抗値を可変させて制御すると、低速でも安定した動作が行われることを特徴とする請求項 2 1 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

【請求項 2 7】

前記磁束および速度推定は、低速域での電動機の定数変化および電圧誤差を自動的に補償することを特徴とする請求項 2 1 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

20

【請求項 2 8】

前記アルゴリズムを実現するための演算は、CPUもしくはDSPを利用することを特徴とする請求項 2 1 に記載の誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、誘導電動機のベクトル制御システムおよびベクトル制御方法に関し、詳しくは、速度測定装置を用いずに誘導電動機の磁束および速度を推定できる、誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムおよびセンサレスベクトル制御方法に関する。

30

【0 0 0 2】

【従来の技術】

【表 2】

(注) 以下の記載の文中に現われるパラメータは
下記のパラメータを表わすものとする。

$\langle \lambda_{dqr}^e \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr}^e$	10
$\langle \lambda_{qr}^e \rangle \dots \hat{\lambda}_{qr}^e$	
$\langle \lambda_{dr}^e \rangle \dots \hat{\lambda}_{dr}^e$	
$\langle \lambda_{dqr_cm}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr_cm}^i$	
$\langle \lambda_{dqr_wn}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr_wn}^i$	
$\langle \lambda_{dqr}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr}^i$	
$\langle \lambda_{dr}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{dr}^i$	
$\langle \lambda_{qr}^i \rangle \dots \hat{\lambda}_{qr}^i$	
$\langle \lambda_{dqr}^r \rangle \dots \hat{\lambda}_{dqr}^r$	20
$\langle \theta_s \rangle \dots \hat{\theta}_s$	
$\langle \omega_r \rangle \dots \hat{\omega}_r$	
$\langle \omega_{slip} \rangle \dots \hat{\omega}_{slip}$	
$\langle \omega_s \rangle \dots \hat{\omega}_s$	
$\langle r_s \rangle \dots \hat{r}_s$	
$\langle R_s \rangle \dots \hat{R}_s$	
$\langle \lambda_{2d} \rangle \dots \hat{\lambda}_{2d}$	30
$\langle \lambda_{2q} \rangle \dots \hat{\lambda}_{2q}$	
$\langle \lambda_{2\alpha} \rangle \dots \hat{\lambda}_{2\alpha}$	
$\langle \lambda_{2\beta} \rangle \dots \hat{\lambda}_{2\beta}$	
$\langle \lambda_{dr}^r \rangle \dots \hat{\lambda}_{dr}^r$	
$\langle \lambda_{qr}^r \rangle \dots \hat{\lambda}_{qr}^r$	

40

【0003】

一般に、直流電動機は、制御が容易であるため固定速度および可変速度の速度制御装置に利用されていたが、所定時間以上使用するとブラシが消耗するため、維持および保守が必要であるという短所があった。

【0004】

一方、誘導電動機は、堅固な構造を有するため維持および保守の面で有利であり、特に、価格が低廉であるため産業界で応用されていたが、直流電動機よりも制御が困難であるため、主として定速運転用として使用されていた。

50

【0005】

しかし、速度センサを使用して磁束成分とトルク成分とをそれぞれ独立的に制御できるベクトル制御理論の導入、高速の電力用半導体素子の登場および、高性能マイクロプロセッサ (CPU; Central Processing Unit) もしくは DSP (Digital Signal Processor) の発達により、誘導電動機の可変速運転が可能になっただけでなく、速度制御特性が既存の直流電動機以上の水準に制御可能になったため、直流電動機が利用されていた可変速制御分野においても誘導電動機に代替しつつある。

【0006】

誘導電動機をベクトル制御するためには、誘導電動機の数値情報もしくは磁束情報が必要であり、この速度情報もしくは磁束情報を測定するために、一般にタコジェネレータ (Tacho Generator)、レゾルバ (Resolver) またはパルスエンコーダ (Pulse Encoder) のような速度センサもしくは磁束センサが必要になる。

【0007】

ところが、これら各センサには電子回路が内蔵されているため、電子回路の使用可能温度範囲によってセンサが設置される誘導電動機も制約を受ける。また、誘導電動機とカップリングさせた部分は衝撃に弱いため、設備信頼度を向上させるためにはセンサの設置を回避するべきである。さらに、インバータおよび速度センサの信号配線は、工事の際経済的な面で無視することができない。

【0008】

従って、最近では、速度センサを必要としないセンサレスベクトル制御に対して多様な誘導電動機の数値推定方式が提案されている。代表的な方法としては、MRAS (Model Reference Adaptive System: モデル規範形適応システム)、磁束観測器 (Flux Observer) および電動機の連立微分方程式を利用して磁束を直接推定して制御する方法が挙げられる。

【0009】

従来、センサレスベクトル制御システムでは、図6に示すように、電源供給部13から電源の供給を受けて誘導電動機を駆動する装置において、所定基準速度 (ω_r^*) および基準励磁分電流 (i_{1s}^*) が与えられると、基準速度 (ω_r^*) および後述する積分/比例定数計算部20から推定速度値 ($\langle \omega_r \rangle$) のフィードバックを受け、それらを演算して基準トルク分電流 (i_{1s}^*) を出力する速度制御器22と、
 基準励磁分電流 (i_{1s}^*) およびトルク分電流 (i_{1s}^*) の入力を受けて直流基準電圧 (v_{1s}^* , v_{1s}^*) を出力する電圧/電流指令部10と、
 直流基準電圧 (v_{1s}^* , v_{1s}^*) の入力を受けて2相の基準交流電圧 (v_{1d}^* , v_{1q}^*) を出力する直流/交流変換部11と、
 2相の基準交流電圧 (v_{1d}^* , v_{1q}^*) の入力を受けて3相の基準相電圧 (v_s^* , v_b^* , v_c^*) を出力する相電圧変換部12と、
 3相の基準相電圧 (v_s^* , v_b^* , v_c^*) の入力を受けて誘導電動機 (IM; Induction Motor) の速度を制御するインバータ部14と、
 インバータ部14から出力された3相の基準相電圧 (v_s^* , v_b^* , v_c^*) の入力を受けて駆動する誘導電動機15と、
 インバータ部14と誘導電動機15との間に流れる電流を検出し、検出された相電流 (i_s , i_b , i_c) を出力する電流検出部16と、
 電流検出部16により検出された相電流 (i_s , i_b , i_c) の入力を受けてd軸電流 (i_d) およびq軸電流 (i_q) に変換して出力する相電流変換部17と、
 d軸電流 (i_d) およびq軸電流 (i_q) ならびに2相の基準交流電圧 (v_{1d}^* , v_{1q}^*) の入力を受けて2相の交流磁束 ($\langle \lambda_{2d} \rangle$, $\langle \lambda_{2q} \rangle$) を推定して出力する磁束演算部18と、
 推定された2相の交流磁束 ($\langle \lambda_{2d} \rangle$, $\langle \lambda_{2q} \rangle$) の入力を受けて直流磁束 ($\langle \lambda_{2s} \rangle$, $\langle \lambda_{2s} \rangle$) を推定して出力する交流/直流変換部19と、
 推定された直流磁束成分中、 $\langle \lambda_{2s} \rangle$ を利用して速度を推定して出力する積分/比例定数計算部20と、

基準励磁分電流 (i_{1s}^*) および基準トルク分電流 ($i_{1\tau}^*$) の入力を受けてスリップ (slip) を求めて出力するスリップ演算部23と、スリップおよび推定速度値 ($\langle\omega_r\rangle$) の入力を受け、それらを積分して角度を推定する積分器25と、を備えて構成されていた。

【0010】

図中、説明していない符号21および24は、それぞれ演算器を示している。

【0011】

以下、このように構成された従来のセンサレスベクトル制御装置の動作に対して説明する。

【0012】

まず、演算器21は、使用者から入力された基準速度 (ω_r^*) から積分／比例定数計算部20から入力された推定速度 ($\langle\omega_r\rangle$) を減算して出力する。速度制御器22はこの演算値の入力を受けて基準トルク分電流 ($i_{1\tau}^*$) を出力する。

【0013】

次いで、電流／電圧指令部10は、誘導電動機15の基準励磁分電流 (i_{1s}^*) および基準トルク分電流 ($i_{1\tau}^*$) を利用して直流基準電圧 (v_{1s}^* , $v_{1\tau}^*$) を出力する。直流／交流変換部11は、この直流基準電圧 (v_{1s}^* , $v_{1\tau}^*$) を2相の交流基準電圧 (v_{1d}^* , v_{1q}^*) に変換する。

【0014】

次いで、相電圧変換部12は、2相の交流基準電圧 (v_{1d}^* , v_{1q}^*) の入力を受信し、誘導電動機15を駆動するための3相の基準相電圧 (v_a^* , v_b^* , v_c^*) に変換して出力する。インバータ部14は、電源供給業者から提供される電源を基に、3相の基準相電圧 (v_a^* , v_b^* , v_c^*) を用いて誘導電動機15を駆動する。

【0015】

このとき、推定速度 ($\langle\omega_r\rangle$) および推定角度 ($\langle\theta_e\rangle$) を求めるために、電流検出部16は、インバータ部14と誘導電動機15との間に流れる電流を検出して3相の相電流 (i_a , i_b , i_c) を求める。相電流変換部17は、3相の相電流 (i_a , i_b , i_c) を電流制御の容易な2相のd軸電流 (i_d) およびq軸電流 (i_q) に変換して出力する。磁束演算部18は、直流／交流変換部11の出力値 (v_{1d}^* , v_{1q}^*)、ならびにd軸電流 (i_d) およびq軸電流 (i_q) の入力を受けて2相の交流磁束 ($\langle\lambda_{2d}\rangle$, $\langle\lambda_{2q}\rangle$) を推定する。交流／直流変換部19は、2相の交流磁束 ($\langle\lambda_{2d}\rangle$, $\langle\lambda_{2q}\rangle$) を制御が容易な2相の直流磁束 ($\langle\lambda_{2s}\rangle$, $\langle\lambda_{2\tau}\rangle$) に変換する。積分／比例定数計算部20は、2相の直流磁束成分 ($\langle\lambda_{2s}\rangle$, $\langle\lambda_{2\tau}\rangle$) のうち、 $\langle\lambda_{2\tau}\rangle$ 成分を利用して演算を行って推定速度 ($\langle\omega_r\rangle$) を求める。

【0016】

また、演算器24は、推定速度 ($\langle\omega_r\rangle$) とスリップ演算部23の出力とを加算して推定角速度 ($\langle\omega_e\rangle$) を求める。積分器25は、この推定角速度 ($\langle\omega_e\rangle$) を積分して座標変換に必要な推定角度 ($\langle\theta_e\rangle$) を求めるように構成されている。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】

従来のセンサレスベクトル制御システムにおいては、電流／電圧指令部に磁束に対する微分項がないため定常状態だけを考慮しており、そのため、過度状態では瞬時トルク制御を行うことができないという問題があった。

【0018】

また、推定速度を求めるためには積分／比例定数計算部20で使用される比例定数値および積分定数値を正確に算出するべきであるが、電動機ごとにそれら比例定数値および積分定数値が異なり、また、実際は算出することさえ困難であるという問題があった。

【0019】

また、従来のセンサレスベクトル制御システムにおいては、電動機15の速度制御を行う際、低速アルゴリズムで駆動するときは基本波電圧に高周波電圧または電流を追加して電動機

10

20

30

40

50

磁束の絶対位置を探索する方法を用いていた。しかし、この方法は、低速では有効であるが高速では使用が不可能である。これとは反対に、高速アルゴリズムで駆動する場合は、高速では有効であるが低速ではアルゴリズム自体の実現が非常に困難であるなど、全ての速度領域にわたって使用することは困難であるという問題があった。

【0020】

本発明は、このような従来の問題に鑑みてなされたもので、誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムを全ての速度領域で安定的に実現し、既存の制御方式よりも精度のよい速度およびトルク制御を行える、センサレスベクトル制御システムを提供することを目的とする。

【0021】

また、本発明の他の目的は、低速域での電動機定数変化および電圧誤差を自動的に補償できる誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムを提供することである。

【0022】

さらに、本発明のその他の目的は、誘導電動機のパラメータ依存性を低減させると共に演算量を減らして、高性能の主演算装置を利用せずに容易に実現し得るアルゴリズムを提供するセンサレスベクトル制御システムを提供することである。

【0023】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、本発明に係る誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムにおいては、

所定の指令値の入力を受けて直流成分の2相電圧を生成する磁束および速度制御部と、
直流成分の2相電圧を交流成分の3相電圧に変換する第1座標変換部と、
交流成分の3相電圧の入力を受けて誘導電動機を駆動するインバータと、
インバータと誘導電動機との間に流れる交流成分の3相電流を検出して出力する電流検出部と、

交流成分の3相電流の入力を受けて、直流成分の2相電流に変換して出力する第2座標変換部と、

直流成分の2相電圧および直流成分の2相電流の入力を受けて、ベクトル制御に必要な磁束および速度を推定して磁束および速度推定値を出力する磁束および速度推定部と、

直流成分の2相電圧、直流成分の2相電流ならびに磁束および速度推定値の入力を受けて一次抵抗を推定して出力する一次抵抗推定部と、

を包含して構成される。

【0024】

また、上記目的を達成するため、本発明に係る誘導電動機のセンサレスベクトル制御方法においては、

所定の指令値の入力を受けて直流成分の2相電圧を生成するステップと、
直流成分の2相電圧を交流成分の3相電圧に変換して誘導電動機を駆動するステップと、
誘導電動機を駆動するとき、誘導電動機に流れる交流成分の3相電流を検出して出力するステップと、交流成分の3相電流を直流成分の2相電流に変換して出力するステップと、
直流成分の電圧および電流の入力を受けて、ベクトル制御に必要なアルゴリズムを利用して磁束および速度推定値を出力するステップと、直流成分の電圧および電流ならびに磁束および速度推定値の入力を受けて一次抵抗を推定するステップと、
を順次行うことを特徴とする。

【0025】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態に対し、図面を用いて説明する。

【0026】

本発明に係る誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムにおいては、図1に示したように、電源供給部34から出力される電源の入力を受けて誘導電動機を駆動するベクトル制御システムにおいて、

所定の指令値の入力を受けて直流成分の2相電圧を生成する磁束および速度制御部30と、
 直流成分の2相電圧を交流成分の3相電圧に変換する第1座標変換部31と、
 交流成分の3相電圧の入力を受けて誘導電動機を駆動するインバータ部35と、
 インバータ部35と誘導電動機36との間に流れる交流成分の3相電流を検出して出力する電
 流検出部37と、

交流成分の3相電流の入力を受け、直流成分の2相電流に変換して出力する第2座標変換部3
 8と、

直流成分の2相電圧および直流成分の2相電流の入力を受けて、ベクトル制御に必要な磁束
 および速度を推定して磁束および速度推定値を出力する磁束および速度推定部41と、
 直流成分の2相電圧、直流成分の2相電流ならびに磁束および速度推定値の入力を受けて一
 次抵抗を推定して出力する一次抵抗推定部42と、
 を包含して構成される。

【0027】

ここで、第1座標変換部31は、直流成分の2相電圧 (v^{**}_{qs} , v^{**}_{ds}) の入力を受けて静止
 座標系上の2相電圧 (v^{**}_{qs} , v^{**}_{ds}) に変換して出力する回転/静止座標変換部32と、
 静止座標系上の2相電圧 (v^{**}_{qs} , v^{**}_{ds}) を交流成分の3相電圧 (v^{*}_{a} , v^{*}_{b} , v^{*}_{c}) に
 変換して出力する2/3相座標変換部33と、を包含して構成される。

【0028】

また、第2座標変換部38は、交流成分の3相電流 (i_a , i_b , i_c) の入力を受けて直流成
 分の2相電流 (i^{*}_{qs} , i^{*}_{ds}) に変換して出力する3/2相座標変換部39と、直流成分の2相
 電流 (i^{*}_{qs} , i^{*}_{ds}) の入力を受けて回転座標系上の2相電流 (i^{*}_{qs} , i^{*}_{ds}) に変換し
 て出力する静止/回転座標変換部40と、を包含して構成される。

【0029】

以下、このように構成された本発明に係る誘導電動機のセンサレスベクトル制御システム
 の動作に対して説明する。

【0030】

まず、磁束および速度制御部30は、使用者から入力される基準速度 (ω^*_r) および誘導電
 動機から入力される基準磁束 (λ^*_{dr}) を受けて回転座標系上のq軸電圧 (v^{**}_{qs}) および
 回転座標系上のd軸電圧 (v^{**}_{ds}) を出力する。回転/静止座標変換部32は、回転座標系
 上のq軸電圧 (v^{**}_{qs}) およびd軸電圧 (v^{**}_{ds}) を、磁束および速度推定部41の入力電源
 として利用される静止座標系上の2相電圧 (v^{**}_{qs} , v^{**}_{ds}) に変換する。2/3相座標変
 換部33は、静止座標系上の2相電圧 (v^{**}_{qs} , v^{**}_{ds}) を、誘導電動機36を駆動するた
 めの3相電圧 (v^{*}_{a} , v^{*}_{b} , v^{*}_{c}) に変換する。

【0031】

次いで、インバータ部35は、電源供給部34から出力される電源であるDCリンク検出電圧 (v_{dc}) と共に3相電圧 (v^{*}_{a} , v^{*}_{b} , v^{*}_{c}) の入力を受け、スイッチング制御により誘導
 電動機36を駆動する。この時、電流検出部37は、インバータ部35と誘導電動機36との間に
 流れる3相電流 (i_a , i_b , i_c) を検出する。3/2相座標変換部39は、検出した3相電流
 (i_a , i_b , i_c) を、磁束および速度推定部41に供給される静止座標系
 上の2相電流 (i^{*}_{qs} , i^{*}_{ds}) に変換する。静止/回転座標変換部40は、静止座標系上の2
 相電流 (i^{*}_{qs} , i^{*}_{ds}) を回転座標系上の2相電流 (i^{*}_{ds} , i^{*}_{qs}) に変換する。

【0032】

次いで、磁束および速度推定部41は、静止座標系上の電圧 (i^{*}_{qs} , i^{*}_{ds}) および静止座
 標系上の電流 (i^{*}_{ds} , i^{*}_{qs}) の入力を受けてd軸直流磁束 ($\langle \lambda^*_{dr} \rangle$)、q軸直流磁束 ($\langle \lambda^*_{qr} \rangle$)、
 磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$)、磁束角速度 ($\langle \omega_e \rangle$) および推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) を推定して
 出力する。

【0033】

次いで、一次抵抗推定部42は、回転座標系上の2相電流 (i^{*}_{ds} , i^{*}_{qs})、回転座標系上
 のd軸電圧 (v^{**}_{ds}) ならびに磁束および速度推定部41の各出力値 ($\langle \omega_e \rangle$, $\langle \omega_r \rangle$, $\langle \lambda^*_{dr} \rangle$,
 $\langle \lambda^*_{qr} \rangle$) の入力を受けて一次抵抗 ($\langle R_s \rangle$) を推定して磁束および速度推定部41に再

び出力する。

【0034】

これにより、速度センサを必要としないベクトル制御システムにより誘導電動機を一定に制御することが可能になる。

【0035】

以下、各構成成分の構造および動作を参照してさらに詳しく説明する。

【0036】

まず、磁束および速度制御部30においては、図2に示したように、基準速度 (ω_r^*) から推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) を減算する第1演算器43と、
第1演算器43の出力を受けて基準トルク分電流 (i_{qs}^{**}) を出力する速度制御器44と、
基準トルク分電流 (i_{qs}^{**}) から回転座標系上のトルク分電流 (i_{qs}^*) を減算する第2演算器45と、
第2演算器45の出力を受けて回転座標系上のq軸電圧 (v_{qs}^{**}) を生成するトルク分電流制御器46と、
誘導電動機の基準磁束 (λ_{dr}^{**}) から推定磁束 ($\langle \lambda_{dr}^* \rangle$) を減算する第3演算器47と、
第3演算器47の出力を受けて励磁分オフセット電流 ($i_{ds_offset}^{**}$) を出力する磁束制御器48と、
誘導電動機の基準磁束 (λ_{dr}^{**}) の入力を受けて初期励磁分電流 ($i_{ds_init}^{**}$) を出力する磁束電流演算部49と、
励磁分オフセット電流 ($i_{ds_offset}^{**}$) および初期励磁分電流 ($i_{ds_init}^{**}$) の入力を受けてそれらを加算する第4演算器50と、
第4演算器50の出力値 (i_{ds}^{**}) から回転座標系上の励磁分電流 (i_{ds}^*) を減算する第5演算器51と、
第5演算器51の出力値の入力を受けて回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^{**}) を生成する励磁分電流制御器52と、
を備えて構成される。

【0037】

このように構成された磁束および速度制御部30の動作を説明すると、次のとおりである。

【0038】

基準速度 (ω_r^*) を利用して回転座標系上のq軸電圧 (v_{qs}^{**}) を生成するためにはトルク分電流の制御が必要である。

【0039】

第1演算器43は、使用者の入力による基準速度 (ω_r^*) および推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) の入力を受けてそれらの減算値を出力する。速度制御器44は、この演算値の入力を受けて基準トルク分電流 (i_{qs}^{**}) を出力する。トルク分電流制御器46は、基準トルク分電流 (i_{qs}^{**}) と回転座標系上のトルク分電流 (i_{qs}^*) との誤差値の入力を受けて、回転座標系上のq軸電圧 (v_{qs}^{**}) を生成する。

【0040】

一方、基準磁束 (λ_{dr}^{**}) を利用して回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^{**}) を生成するためには励磁分電流の制御が必要である。

【0041】

第3演算器47は、誘導電動機の基準磁束 (λ_{dr}^{**}) と推定磁束 ($\langle \lambda_{dr}^* \rangle$) との誤差値を出力する。磁束制御器48は、この誤差値を利用して励磁分オフセット電流 ($i_{ds_offset}^{**}$) を出力する。次いで、磁束電流演算部49は、誘導電動機の基準磁束 (λ_{dr}^{**}) の入力を受けて初期励磁分電流 ($i_{ds_init}^{**}$) を出力する。第4演算器50は、励磁分オフセット電流 ($i_{ds_offset}^{**}$) と初期励磁分電流 ($i_{ds_init}^{**}$) とを加算して出力する。励磁分電流制御器52は、第4演算器50の出力値 (i_{ds}^{**}) と実際の励磁分電流 (i_{ds}^*) との誤差値を利用して回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^{**}) を生成する。

【0042】

また、磁束および速度推定部41においては、図3に示したように、

10

20

30

40

50

静止座標系上の2相電流 ($i^*_{dq_s}$ 、すなわち $i^*_{d_s}$ 、 $i^*_{q_s}$) の入力を受けて回転座標系に変換して出力する第1座標変換器54と、第1座標変換器54の出力値 ($i^*_{dq_s}$ 、すなわち $i^*_{d_s}$ 、 $i^*_{q_s}$) に誘導電動機定数 (L_m/L_r) 56を乗算した値と、回転座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$ 、すなわち $\langle \lambda^*_{d_r} \rangle$ 、 $\langle \lambda^*_{q_r} \rangle$) に誘導電動機定数により定義されてある時定数 ($1/T_r$) 59を乗算した値と、の間の誤差値を出力する第6演算器57と、第6演算器57の出力値の入力を受けて回転座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) を出力する第1積分器58と、後述する磁束および速度演算部71から推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) の入力を受けて積分する第2積分器55と、第1積分器58の出力値 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) および第2積分器55の出力値の入力を受け、座標変換して、静止座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr_cn} \rangle$) を出力する第2座標変換器60と、からなる電流モデルによる回転子磁束推定部53と、

10

静止座標変換器の計算値電圧 ($v^*_{dq_s}$ 、すなわち $v^*_{d_s}$ 、 $v^*_{q_s}$) から、一次抵抗64が乗算された実際の電流値 ($i^*_{dq_s}$) を減算して出力する第8演算器65と、第8演算器65の出力値と後述する制御器62の出力値とを加算して出力する第9演算器66と、第9演算器66の出力値を積分する第3積分器67と、実際の電流値 ($i^*_{dq_s}$) に漏洩磁束分 (σL_s) 68を乗算した値と前記第3積分器67の出力値との誤差値を演算する第10演算器69と、誘導電動機定数 (L_m/L_r) 70と、からなる電圧モデルによる回転子磁束推定部63と、第10演算器69の出力値に誘導電動機定数 (L_m/L_r) 70を乗算した値 ($\langle \lambda^*_{dqr_vn} \rangle$) を第2座標変換器の出力値 ($\langle \lambda^*_{dqr_cn} \rangle$) から減算する第7演算器61と、第7演算器61の出力値の入力を受けて比例定数により演算して回転子磁束推定値 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$ 、すなわち $\langle \lambda^*_{d_r} \rangle$ 、 $\langle \lambda^*_{q_r} \rangle$) を出力する制御器62と、

回転子磁束推定値 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) の入力を受けてベクトル制御に必要な値を演算する磁束および速度演算部71と、

を包含して構成される。

20

【0043】

このように構成された磁束および速度推定部41の動作を説明すると、次のとおりである。

【0044】

磁束および速度推定を行うため演算はCPU (Central Processing Unit) またはDSP (Digital Signal Processor) を利用して行われる。速度センサを使用しない本発明に係る磁束および速度推定部は、静止座標系上の電流および電圧に基いて電流モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr_cn} \rangle$) および電圧モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr_vn} \rangle$) をそれぞれ推定し、それら電圧モデルによる回転子磁束推定値と電流モデルによる回転子磁束推定値との誤差値を求めて制御器62の比例定数値を乗算する。これにより磁束推定値 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) を求めることが可能であり、この磁束推定値 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) を利用すると、ベクトル制御に必要な諸値 ($\langle \theta_e \rangle$ 、 $\langle \omega_e \rangle$ 、 $\langle \omega_r \rangle$ 、 $\langle \lambda^*_{d_r} \rangle$ 、 $\langle \lambda^*_{q_r} \rangle$ 、 $\langle \omega_{slip} \rangle$) を求めることができる。

30

【0045】

電流モデルによる回転子磁束を求める回転子磁束推定部53の動作は次のとおりである。

【0046】

第1座標変換器54は、静止座標系上の実際の電流 ($i^*_{dq_s}$) および第2積分器55の出力値の入力を受けて回転座標系上の電流に変換して出力する。第6演算器57は、出力値 ($i^*_{dq_s}$) に誘導電動機定数 (L_m/L_r) 56を乗算した値の入力を受けると同時に、回転座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) に誘導電動機定数により定義された時定数 ($1/T_r$) 59を乗算した値の入力を受け、これらの差を演算して出力する。

40

【0047】

次いで、第1積分器58は、第6演算器57の出力値の入力を受けて回転座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) を出力する。

【0048】

次いで、第2座標変換器60は、第1積分器58の出力値 ($\langle \lambda^*_{dqr} \rangle$) および第2積分器55の出力値の入力を受けて座標変換することによって、電流モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda^*_{dqr_cn} \rangle$) を出力する。

50

【0049】

ここで、磁束推定方法による回転座標系上の回転子磁束を求める式は次のとおりである。

【0050】

【数7】

$$\frac{d\hat{\lambda}_{dr}^r}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}_{dr}^r + r_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^r \quad \dots \quad (1)$$

10

$$\frac{d\hat{\lambda}_{qr}^r}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}_{qr}^r + r_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^r \quad \dots \quad (2)$$

【0051】

ここで、 L_r は同期リアクタンス、 L_m は磁化リアクタンス、 r_r は同期側抵抗、 i_{ds}^r および i_{qs}^r は回転座標系上の電流をそれぞれ意味する。

【0052】

また、式(1)および(2)を静止座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda_{dr}^s \rangle$, $\langle \lambda_{qr}^s \rangle$) として表現すると次のようになる。

20

【0053】

【数8】

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = \hat{\lambda}_{dr}^r \cos \theta_r - \hat{\lambda}_{qr}^r \sin \theta_r \quad \dots \quad (3)$$

$$\hat{\lambda}_{qr}^s = \hat{\lambda}_{dr}^r \sin \theta_r + \hat{\lambda}_{qr}^r \cos \theta_r \quad \dots \quad (4)$$

30

【0054】

一方、電圧モデルによる回転子磁束推定部63の動作は次のようである。

【0055】

第8演算器65は、静止座標変換器の計算値電圧 ($v_{dq,s}^*$) から一次抵抗64が乗算された実際の電流値 ($i_{dq,s}^*$) を減算して出力する。第9演算器66は、第8演算器63の出力値と制御器62の出力値との入力を受けてそれらを加算して出力する。第3積分器67は、第9演算器66の出力値を積分する。

【0056】

次いで、第10演算器69は、実際の電流値 ($i_{dq,s}^*$) に漏洩磁束分 (σL_s) 68を乗算した値と、第3積分器67の出力値と、の入力を受けてそれらを演算して誤差値を出力する。

40

【0057】

次いで、第10演算器69の出力値に誘導電動機定数 (L_m/T_r) 70を乗算して電圧モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda_{dq,r-v,n}^s \rangle$) を求めることができる。

【0058】

ここで、磁束推定方法に係る静止座標系上の回転子磁束 ($\langle \lambda_{dr}^s \rangle$, $\langle \lambda_{qr}^s \rangle$) を求める式は次のとおりである。

【0059】

【数9】

$$\hat{\lambda}_{ds}^s = \int (V_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt \quad \dots \quad (5)$$

$$\hat{\lambda}_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt \quad \dots \quad (6)$$

【0060】

ここで、 V_{ds}^s および V_{qs}^s は静止座標系上の電圧、 i_{qs}^s および i_{ds}^s は静止座標系上の電流、 r_s は一次抵抗、をそれぞれ意味する。 10

【0061】

また、式(5)および(6)において、固定子漏洩磁束分 (σL_s) を考慮すると、次のような回転子磁束 ($\langle \lambda_{dr}^s \rangle$, $\langle \lambda_{qr}^s \rangle$) を求めることができる。

【0062】

【数10】

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad \dots \quad (7) \quad 20$$

$$\hat{\lambda}_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\lambda}_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s) \quad \dots \quad (8)$$

【0063】

ここで、 L_r は同期リアクタンス、 L_m は磁化リアクタンス、 i_{qs}^s および i_{ds}^s は静止座標系上の電流、をそれぞれ意味する。

【0064】

このように、電流モデルを利用した回転子磁束推定方法は、電動機定数変動による磁束推定誤差が発生することを防止するために、ローパスフィルタと共に低速域で主に使用される。また、電圧モデルを利用した回転子磁束推定方法は、変数オフセット、積分器飽和、低速における固定子インピーダンス降下およびノイズによる磁束推定誤差などの問題を防止するために、主に、ハイパスフィルタと共に主に高速域で使用される。 30

【0065】

また、電流モデルおよび電圧モデルは、積分関数および微分関数を利用するため、ベクトル制御の長所である瞬時トルク制御が可能で、制御器62に用いられる値は誘導電動機の数値に比例する定数値であるため、誘導電動機の数値範囲内で容易に決定される。

【0066】

また、電圧モデルおよび電流モデルに適切なフィルタを適用すると、次の式を求めることができる。 40

【0067】

【数11】

$$\hat{\lambda}_{dqr}^s = \frac{s}{s + K_p} \hat{\lambda}_{dqr_vm}^s + \frac{K_p}{s + K_p} \hat{\lambda}_{dqr_cm}^s \quad \dots (9)$$

【0068】

ここで、ベクトル制御に必要な磁束推定値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) は電流モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda_{dqr_cm}^s \rangle$) および電圧モデルによる回転子磁束 ($\langle \lambda_{dqr_vm}^s \rangle$) を利用して推定した磁束を意味する。電圧モデルはハイパスフィルタ ($s / (s + K_p)$) を使用し、電流モデルはローパスフィルタ ($K_p / (s + K_p)$) を使用して、それぞれ最終回転子磁束を推定することができる。

【0069】

ここで、磁束および速度演算部71においては、図4に示したように、磁束推定値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) の入力を受けて磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) を推定するArc_tan () 関数72と、推定された磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) の入力を受けて磁束角速度 ($\langle \omega_e \rangle$) を推定する微分器74と、磁束推定値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) および磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) の入力を受けて回転座標系上の直流磁束 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) を出力する第3座標変換器73と、第3座標変換器の出力値および回転座標系上の電流 (i_{qs}^*) の入力を受けてスリップ角速度 ($\langle \omega_{s1p} \rangle$) を推定するスリップ角速度推定部75と、微分器74の出力値 ($\langle \omega_e \rangle$) から推定されたスリップ角速度 ($\langle \omega_{s1p} \rangle$) を減算して推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) を出力する第11演算器76と、を備えて構成される。

【0070】

このように構成された磁束および速度演算部71の動作を説明すると次のとおりである。

【0071】

まず、電圧モデルもしくは電流モデルから求めた磁束推定値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) とArc_tan () 関数72とを利用して磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) を推定する。微分器74は、この推定された磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) の入力を受けて磁束角速度 ($\langle \omega_e \rangle$) を推定する。

【0072】

また、第3座標変換器73は、磁束推定値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) および磁束角 ($\langle \theta_e \rangle$) の入力を受けて回転座標系上の直流磁束 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) を出力する。スリップ角速度推定部75は、第3座標変換器の出力値 ($\langle \lambda_{dqr}^s \rangle$) 中、d軸磁束分 ($\langle \lambda_{dr}^s \rangle$) および回転座標系上の電流 (i_{qs}^*) の入力を受けてスリップ角速度 ($\langle \omega_{s1p} \rangle$) を推定する。

【0073】

次いで、第11演算器76は、微分器74の出力値 ($\langle \omega_e \rangle$) から、推定されたスリップ角速度 ($\langle \omega_{s1p} \rangle$) を減算して推定速度 ($\langle \omega_r \rangle$) を求める。

【0074】

また、一次抵抗推定部42においては、図5に示したように、回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^{**}) から後述する入力電圧演算部78の回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^*) を減算する第12演算器77と、第12演算器77の出力値の入力を受けて一次抵抗オフセット値を出力する制御器79と、一次抵抗オフセット値の入力を受けて所定値に制限する制限器80と、制限器80の出力値の入力を受けて不必要な部分を除去して平滑された値 (r_{s_offset}) を出力するローパスフィルタ81と、平滑された値 (r_{s_offset}) と初期一次抵抗値 (r_{s_init}) とを加算して一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$) を推定する第13演算器82と、推定された一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$)、磁束および速度推定部41から入力された値 ($\langle \omega_e \rangle$, $\langle \omega_r \rangle$, $\langle \lambda_{dr}^s \rangle$, $\langle \lambda_{qr}^s \rangle$) および回転座標系上の2相電流 (i_{ds}^* , i_{qs}^*) の入力を受けて、回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^*) を出力する入力電圧演算部78と、を備えて構成される。

【0075】

このように構成された一次抵抗推定部42の動作を説明すると次のとおりである。

【0076】

回転座標系上の計算されたd軸電圧 (v_{ds}^*)、磁束および速度推定部41の各出力値 ($\langle \omega_e \rangle$, $\langle \omega_r \rangle$, $\langle \lambda_{dr}^e \rangle$, $\langle \lambda_{qr}^e \rangle$) ならびに回転座標系上の2相電流 (i_{ds}^e , i_{qs}^e) の入力を受けて一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$) を推定し、推定された一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$) を利用して電圧モデルによる回転子磁束推定部63の一次抵抗値64を可変させながら制御すると、低速でも安定的に誘導電動機の制御動作を行うことができる。

【0077】

詳しくは、第12演算器77は、回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^*) から入力電圧演算部78のd軸電圧 (v_{ds}^e) を減算して出力する。制御器79は、出力値の入力を受けて一次抵抗オフセット値を出力する。制限器80は、一次抵抗オフセット値の入力を受けて所定値に制限して出力する。ローパスフィルタ81は、制限器80の出力値の入力を受けてろ波して出力する。第13演算器82は、ろ波された値 (r_{s_offset}) と初期一次抵抗値 (r_{s_int}) とを加算して一次抵抗値 ($\langle r_s \rangle$) を推定する。

【0078】

このとき、入力電圧演算部78は、次式(10)に基づいて回転座標系上のd軸電圧 (v_{ds}^e) を求める。

【0079】

【数12】

$$v_{ds}^e = (\hat{r}_s + r_r \frac{L_s}{L_r}) i_{ds}^e + \sigma L_s p i_{ds}^e - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - r_r \frac{L_s}{L_r} \hat{\lambda}_{dr}^e - \hat{\omega}_r \frac{L_m}{L_r} \hat{\lambda}_{qr}^e \quad \dots \quad (10) \quad 20$$

【0080】

ここで、 L_m は磁化リアクタンス、 L_r は同期リアクタンス、 r_r は同期側抵抗、をそれぞれ意味する。

【0081】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明に係る誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムにおいては、速度およびトルク制御が可能であるため、可変速制御だけではなく、ベクトル制御だけが可能な紙、金属、フィルムおよび繊維などの張力の制御を必要とする分野にも適用することが可能である。

【0082】

誘導電動機の手速度制御およびトルク制御が必要な応用分野においては、センサを取り付けることにより発生する問題点を解決して精度の良いベクトル制御が可能である。

【0083】

また、速度センサを使用しなくても全ての速度領域でベクトル制御が可能になるため、製品化が困難であったセンサレスベクトル制御装置を製品化することが可能である。

【0084】

さらに、アルゴリズムを実現するための演算量が少ないため、一般のCPUまたはDSPにより容易に実現することが可能である。

【0085】

またさらに、パラメータ依存性が少なくシステムが常に安定した領域で運転されるため、様々な現場に容易に適用し得るという優れた効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る誘導電動機のセンサレスベクトル制御システムを示した構成図である。

【図2】図1の磁束および速度制御部を示した回路図である。

【図3】図1の磁束および速度推定部を示した回路図である。

【図4】図3の磁束および速度演算部を示した回路図である。

【図5】図1の一次抵抗推定部を示した回路図である。

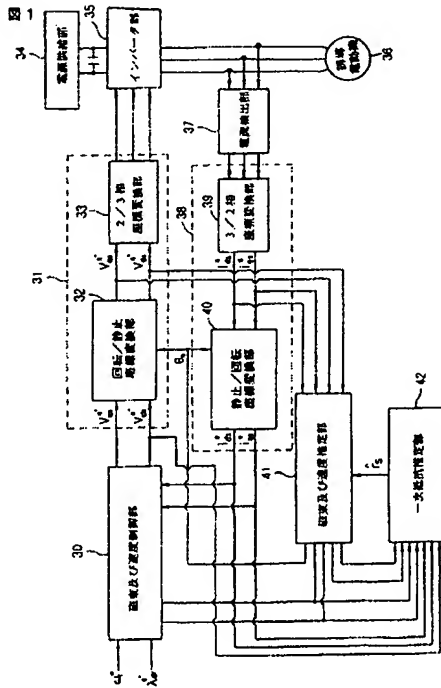
【図6】従来のセンサレスベクトル制御システムを示した構成図である。

【符号の説明】

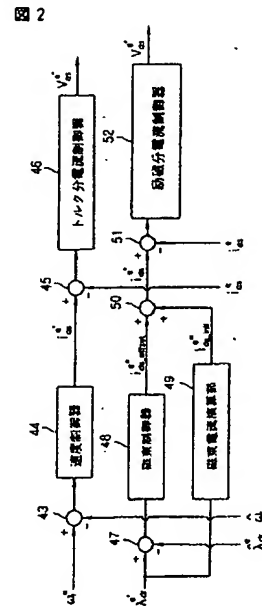
- 30…磁束および速度制御部
- 31…第1座標変換部
- 32…回転／静止座標変換部
- 33…2／3相座標変換部
- 34…電源供給部
- 35…インバータ部
- 36…誘導電動機
- 37…電流検出部
- 38…第2座標変換部
- 39…2／3相座標変換部
- 40…静止／回転座標変換部
- 41…磁束および速度推定部
- 42…一次抵抗推定部

10

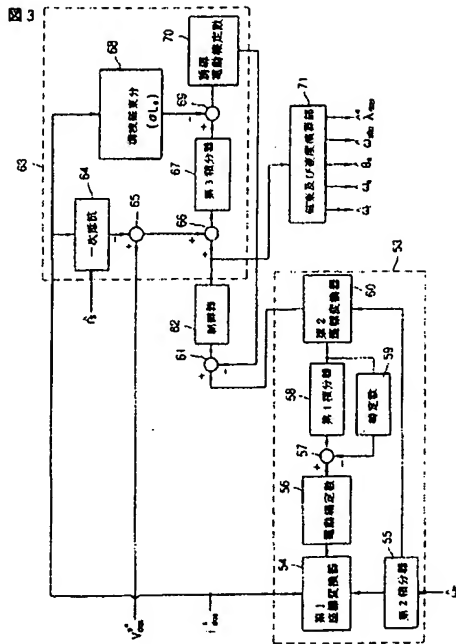
【図1】



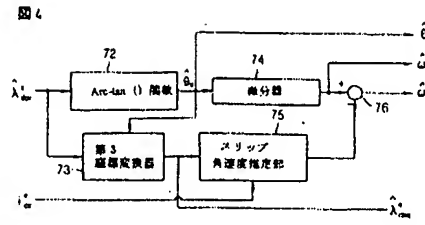
【図2】



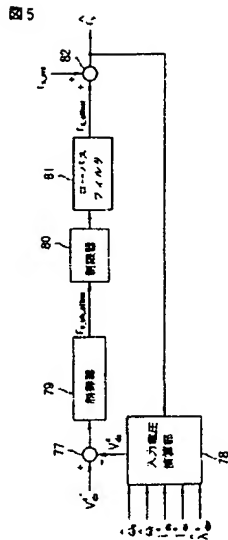
【図3】



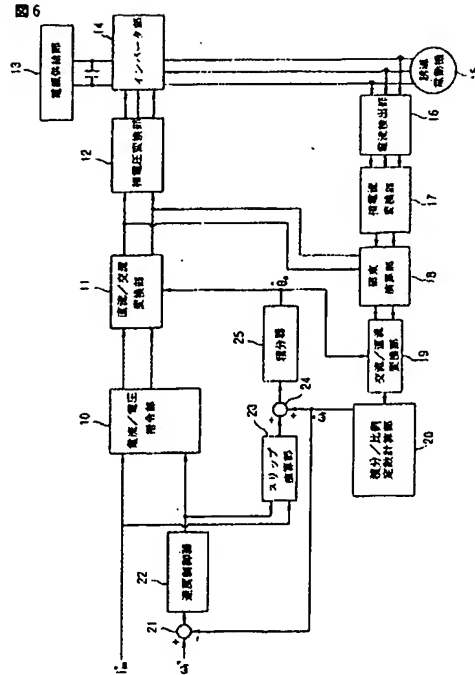
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 チョー ヒュン グク

大韓民国, キュンキード, ウイワン, ナソソードン, ジュコン アパートメント 115-308
624

審査官 三島木 英宏

(56)参考文献 特開平11-164597 (JP, A)

特開平09-149698 (JP, A)

国際公開第99/065137 (WO, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H02P 21/00